



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 1 8 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 7 4 2 7 5
Application Number:

[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 0 7 4 2 7 5]

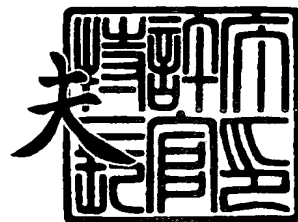
出 願 人 T D K 株 式 会 社
Applicant(s):

出
願
番
号
印

2 0 0 4 年 2 月 1 2 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 0 8 7 2 6

【書類名】 特許願

【整理番号】 99P04751

【提出日】 平成15年 3月18日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03M 3/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 ティーディーケイ株式会社内

【氏名】 上松 武

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 ティーディーケイ株式会社内

【氏名】 川崎 浩司

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 ティーディーケイ株式会社内

【氏名】 今井 考一

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 ティーディーケイ株式会社内

【氏名】 三浦 幸一郎

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中央区日本橋一丁目13番1号 ティーディーケイ株式会社内

【氏名】 松浦 研

【特許出願人】

【識別番号】 000003067

【氏名又は名称】 ティーディーケイ株式会社

【代理人】

【識別番号】 100088155

【弁理士】

【氏名又は名称】 長谷川 芳樹

【選任した代理人】

【識別番号】 100092657

【弁理士】

【氏名又は名称】 寺崎 史朗

【選任した代理人】

【識別番号】 100108213

【弁理士】

【氏名又は名称】 阿部 豊隆

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014708

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源装置用制御装置及びスイッチング電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル変換されたスイッチング電源装置における出力電圧と目標電圧とに基づいて制御信号を設定する制御信号設定手段と、

スイッチング電源装置のスイッチング素子を制御するための駆動信号に基づいてスイッチング電源装置の平滑回路のインダクタンスに流れる電流を推定し、推定電流信号を生成する電流推定手段と、

前記電流推定手段で推定した推定電流信号に含まれる直流成分を抽出し、前記推定電流信号から直流成分を除去する直流成分除去手段と、

前記直流成分除去手段で抽出する直流成分を所定時間毎にリセットする直流成分リセット手段と、

前記制御信号設定手段で設定した制御信号と前記直流成分除去手段で直流成分を除去した後の推定電流信号とを比較し、当該直流成分を除去した推定電流信号が前記制御信号に達するか否かを検出する比較手段と

を含むことを特徴とするスイッチング電源装置用制御装置。

【請求項 2】 前記直流成分除去手段は、

前記推定電流信号から直流成分を抽出するローパスフィルタと、

前記電流推定手段で生成した推定電流信号から前記ローパスフィルタで抽出した直流成分を減算する減算器と

を含むことを特徴とする請求項 1 に記載するスイッチング電源装置用制御装置

。

【請求項 3】 前記直流成分リセット手段は、前記ローパスフィルタにリセット信号を入力し、前記ローパスフィルタの遅延器の出力を前記所定時間毎にリセットすることを特徴とする請求項 2 に記載するスイッチング電源装置用制御装置。

【請求項 4】 前記所定時間は、前記駆動信号の周期の整数倍であること特徴とする請求項 1～請求項 3 のいずれか 1 項に記載するスイッチング電源装置用制御装置。

【請求項 5】 前記電流推定手段は、前記駆動信号における前記スイッチング素子のオン期間をアップ係数に基づいて一定時間毎にカウントアップし、前記駆動信号における前記スイッチング素子のオフ期間をダウン係数に基づいて一定時間毎にカウントダウンするアップダウンカウンタを含むことを特徴とする請求項 1 ～請求項 4 のいずれか 1 項に記載するスイッチング電源装置用制御装置。

【請求項 6】 デジタル制御によってスイッチング素子をスイッチング制御するための駆動信号を生成する制御装置と、

前記制御装置で生成した駆動信号に基づいてオン／オフするスイッチング素子と

を含み、

前記制御装置は、請求項 1 ～請求項 5 のいずれか 1 項に記載する制御装置であることを特徴とするスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、スイッチング電源装置用制御装置及びスイッチング電源装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

スイッチング電源装置は、小型軽量かつ高効率等の特長を有しており、各種機器に組み込まれているマイコンやパソコン等の電源として幅広く利用されている。これらパソコン等では、低電圧化及び高速処理化が進み、消費電流が増加する一方である。そのため、スイッチング電源装置では、パソコン等における処理負荷に応じて、負荷電流が急減に増大したりあるいは減少したりする。また、スイッチング電源装置は、広い入力電圧範囲に対応が容易という特長を有しており、世界数カ国で対応可能な電源や入力電圧の仕様設定が広い電源としても利用されている。スイッチング電源装置では、パソコン等の負荷に応じた目標電圧となるように、このような負荷電流や入力電圧の変化に対して安定した出力電圧を補償する必要がある。さらに、負荷電流や入力電圧の急激な変化に対して出力電圧が

過渡応答となった場合でも、スイッチング電源装置では、安定した状態に迅速に回復することが求められている。

【0003】

そのために、スイッチング電源装置は、デジタル制御方式のコントローラ IC [Integrated Circuit]等の制御装置を備えており、この制御装置により FET [Field Effect Transistor]等のスイッチング素子を高速にオン／オフする。制御装置では、電圧モード制御や電流モード制御によるフィードバック制御により、スイッチング電源装置の出力電圧等に基づいてスイッチング素子をオン／オフするための PWM [Pulse Width Modulation]信号を生成している。

【0004】

例えば、P [Propotional]制御（比例制御）による電流モード制御の場合、制御装置では、目標電流信号と平滑回路のインダクタンスに流れる電流を検出した電流信号とを比較し、そのインダクタンス電流信号が目標電流信号に達するまでの期間をハイ信号とし、達した後の期間をロー信号とする PWM信号を生成する。目標電流信号は、目標電圧からスイッチング電源装置において検出した出力電圧を減算し、その減算値にP制御の利得を乗算した信号である。

【0005】

デジタル制御方式の場合、出力電圧やインダクタンス電流をA／D変換した後、に制御装置に入力しなければならない。インダクタンス電流はスイッチング素子の高速のオン／オフに応じて増減するので、A／D変換を行うと、変換による遅れが発生する。そのため、制御装置で比較処理を行うときには、そのA／D変換による時間遅れを含んだインダクタンス電流を用いることになり、実際にインダクタンスに流れている電流に対応したPWM信号を生成することができない。そこで、装置内部で生成しているPWM信号によってインダクタンス電流を推定し、その推定電流を用いて電流モード制御を行う制御装置もある（特許文献1参照）。

【0006】

【特許文献1】

特表 2002-530036号公報

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、推定電流の場合、実際のインダクタンス電流に比べて直流成分が大きく、高精度なPWM信号を生成することができない。そのため、従来の制御装置では、インダクタンスに流れる電流を検出し、その検出したインダクタンス電流によって推定電流を補正している。したがって、従来の制御装置では、実際のインダクタンス電流を用いて電流モード制御を行う場合にも、あるいは、推定電流を用いて電流モード制御を行う場合にも、インダクタンスの電流を検出する手段が必要となる。ところが、スイッチング電源装置は、小型軽量化が望まれているにもかかわらず、電流モード制御を行う場合、電圧モード制御に比べて電流検出手段が必要となって装置が大型化する。

【0008】

そこで、本発明は、インダクタンス電流を検出する手段が無くても電流モード制御が可能なスイッチング電源装置用制御装置及びスイッチング電源装置を提供することを課題とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

本発明に係るスイッチング電源装置用制御装置は、デジタル変換されたスイッチング電源装置における出力電圧と目標電圧とに基づいて制御信号を設定する制御信号設定手段と、スイッチング電源装置のスイッチング素子を制御するための駆動信号に基づいてスイッチング電源装置の平滑回路のインダクタンスに流れる電流を推定し、推定電流信号を生成する電流推定手段と、電流推定手段で推定した推定電流信号に含まれる直流成分を抽出し、推定電流信号から直流成分を除去する直流成分除去手段と、直流成分除去手段で抽出する直流成分を所定時間毎にリセットする直流成分リセット手段と、制御信号設定手段で設定した制御信号と直流成分除去手段で直流成分を除去した後の推定電流信号とを比較し、当該直流成分を除去した推定電流信号が前記制御信号に達するか否かを検出する比較手段とを含むことを特徴とする。

【0010】

このスイッチング電源装置用制御装置は、電流モード制御によるフィードバック制御によって出力電圧を目標電圧に制御するために、A/D変換されたスイッチング電源装置の出力電圧が入力され、制御信号設定手段によりその出力電圧と目標電圧とから制御信号を生成する。また、制御装置では、電流推定手段に駆動信号をフィードバックさせ、電流推定手段により駆動信号に基づいてスイッチング電源装置におけるインダクタンス電流を推定して推定電流信号を生成する。さらに、制御装置では、直流成分除去手段により推定電流信号から直流成分を抽出し、その推定電流信号から直流成分を除去する。この際、制御装置では、直流成分リセット手段により抽出する直流成分を所定時間毎にリセットしている。そして、制御装置では、直流成分除去後の推定電流信号と制御信号とを比較手段に入力し、比較手段により直流成分除去後の推定電流信号と制御信号とを比較し、直流成分除去後の推定電流信号が制御信号に達するか否かを判定する。そして、制御装置では、直流成分除去後の推定電流信号が制御信号に達しない期間をスイッチング素子をオンする信号とし、達した後の期間をスイッチング素子をオフする信号として駆動信号を生成する。このように、この制御装置では、装置内で生成している駆動信号により推定電流信号を生成し、この推定電流信号を用いて電流モード制御を行っているので、A/D変換による処理遅れが発生しない。さらに、制御装置では、推定電流信号から直流成分を抽出し、その直流成分を除去した推定電流信号を用いているので、実際のインダクタンス電流との直流成分の違いを低減できる。特に、制御装置では、抽出する直流成分を所定時間毎にリセットしているので、直流成分除去手段において累積している直流成分をリセットすることができる。そのため、制御装置は、インダクタンス電流を検出する手段を備えないにもかかわらず、インダクタンス電流を推定することによって電流モード制御が可能であるとともに、推定電流の精度も高く、高精度な駆動信号を生成することができる。ちなみに、累積する直流成分をリセットしない場合、推定電流信号が無限大に大きくなり、制御不能となる。

【0011】

なお、駆動信号は、スイッチング電源装置のスイッチング素子をオン／オフするための信号であり、例えば、PWM信号である。制御信号は、電流モード制御

によるフィードバック制御を行うための信号であり、スイッチング電源装置において実際に検出した出力電圧と目標電圧とに基づく信号であり、比較手段に入力されて直流成分除去後の推定電流信号と比較される信号である。推定電流信号は、電流モード制御によるフィードバック制御を行うための信号であり、スイッチング電源装置のインダクタンス電流を駆動信号に基づいて推定した信号である。所定時間は、直流成分除去手段において抽出する直流成分をリセットする時間間隔を示す時間であり、スイッチング電源装置の出力側のコンデンサ容量や制御装置におけるゼロクロス周波数等を考慮して設定される。

【0012】

本発明の上記スイッチング電源装置用制御装置は、直流成分除去手段を、推定電流信号から直流成分を抽出するローパスフィルタと、電流推定手段で生成した推定電流信号からローパスフィルタで抽出した直流成分を減算する減算器とを含む構成としてもよい。

【0013】

このスイッチング電源装置用制御装置は、直流成分除去手段の具体的な構成としてデジタルのローパスフィルタと減算器とを備えている。制御装置では、ローパスフィルタによって推定電流信号から直流成分を抽出し、減算器によって推定電流信号から抽出した直流成分を減算する。

【0014】

本発明の上記スイッチング電源装置用制御装置は、直流成分リセット手段を、ローパスフィルタにリセット信号を入力し、ローパスフィルタの遅延器の出力を所定時間毎にリセットするように構成してもよい。

【0015】

このスイッチング電源装置用制御装置は、ローパスフィルタにリセット信号を入力し、このリセット信号に応じてローパスフィルタの遅延器の出力をリセットすることによって、ローパスフィルタの出力である直流成分をリセットする。このように、制御装置では、デジタルのローパスフィルタによって直流成分を抽出する場合、このローパスフィルタにリセット信号を入力するだけで簡単に直流成分をリセットすることができる。

【0016】

なお、リセット信号は、ローパスフィルタで抽出する直流成分をリセットするための信号であり、所定時間毎にリセットするための信号がセットされている。

【0017】

本発明の上記スイッチング電源装置用制御装置は、所定時間を、駆動信号の周期の整数倍にすると好適である。

【0018】

このスイッチング電源装置用制御装置は、直流成分をリセットするための所定時間を駆動信号の周期の整数倍に設定することによって、駆動信号の周期数をカウントするカウンタ等によって所定時間の設定手段を単純化に構成することができる。

【0019】

本発明の上記スイッチング電源装置用制御装置は、電流推定手段を、駆動信号におけるスイッチング素子のオン期間をアップ係数に基づいて一定時間毎にカウントアップし、駆動信号におけるスイッチング素子のオフ期間をダウン係数に基づいて一定時間毎にカウントダウンするアップダウンカウンタを含む構成としてもよい。

【0020】

このスイッチング電源装置用制御装置は、電流推定手段の具体的な構成としてアップダウンカウンタを備えている。この制御装置では、アップダウンカウンタに駆動信号をフィードバックさせ、アップダウンカウンタにより駆動信号におけるスイッチング素子のオン期間を制御装置のマスタクロック等の一定時間毎にアップ係数に応じてカウントアップし、オフ期間を一定時間毎にダウン係数に応じてカウントダウンし、推定電流信号を生成する。このように、制御装置では、アップダウンカウンタにより簡単に電流推定手段を構成することができる。

【0021】

なお、アップ係数は、駆動信号におけるスイッチング素子のオン期間に、スイッチング電源装置の平滑回路のインダクタンスに流れる電流の増加割合を示す係数であり、平滑回路の各素子のパラメータやカウントする際の一定時間等に基づ

いて設定される。ダウン係数は、駆動信号におけるスイッチング素子のオフ期間に、スイッチング電源装置の平滑回路のインダクタンスに流れる電流の減少割合を示す係数であり、平滑回路の各素子のパラメータやカウントする際の一定時間等に基づいて設定される。

【0022】

本発明に係るスイッチング電源装置は、デジタル制御によってスイッチング素子をスイッチング制御するための駆動信号を生成する制御装置と、制御装置で生成した駆動信号に基づいてオン／オフするスイッチング素子とを含み、制御装置は、上記のいずれかの制御装置であることを特徴とする。

【0023】

このスイッチング電源装置は、制御装置を上記制御装置の構成とし、駆動信号から推定された推定電流信号に基づいて生成された駆動信号によりスイッチング素子をオン／オフする。そして、このスイッチング電源装置では、目標電圧となるように、スイッチング素子のオン／オフにより入力電圧を出力電圧に変換する。上記制御装置によって制御されることにより、このスイッチング電源装置では、インダクタンス電流を検出する手段がなくても、電流モード制御によるフィードバック制御によってスイッチング素子をオン／オフできる。

【0024】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明に係るスイッチング電源装置用制御装置及びスイッチング電源装置の実施の形態を説明する。

【0025】

本実施の形態では、本発明に係るスイッチング電源装置を降圧型のDC／DCコンバータに適用し、本発明に係るスイッチング電源装置用制御装置をDC／DCコンバータのスイッチング素子を制御するためのPWM信号を生成するコントローラICに適用する。本実施の形態に係るコントローラICは、高速で処理を行うデジタル制御式であり、PWM信号に基づいてインダクタンス電流を推定した推定電流信号を用いて電流モード制御によりDC／DCコンバータをフィードバック制御する。

【0026】

図1を参照して、DC/DCコンバータ1の構成について説明する。図1は、DC/DCコンバータの構成図である。

【0027】

DC/DCコンバータ1は、直流の入力電圧 V_I を直流の出力電圧 V_O ($< V_I$) に変換する電源回路であり、様々な用途で使用でき、例えば、VRM[Voltage Regulator Module]で使用される。また、DC/DCコンバータ1は、PWM制御によりスイッチング素子をオン/オフするスイッチングレギュレータである。入力電圧 V_I は、可変であり、入力電圧範囲（例えば、5～12V）が設定されている。出力電圧 V_O は、負荷Lに応じて一定の目標電圧（例えば、1V）が設定されている。負荷Lは、例えば、コンピュータやルータ等の通信機器などのCPU、MPU、DSPが相当し、処理負荷に応じて負荷電流が大きく変動する負荷である。

【0028】

DC/DCコンバータ1は、主な構成として、2個のFET等のスイッチング素子2、3、インダクタンス4、コンデンサ5、A/Dコンバータ6及びコントローラIC7を備えている。スイッチング素子2は、コントローラIC7からのPWM信号がハイ信号のときにオンする。スイッチング素子3は、PWM信号がロー信号のときにオンする。インダクタンス4及びコンデンサ5は、平滑回路を構成する。スイッチング素子2、3のスイッチング動作によって振幅が入力電圧 V_I に等しいパルス状電圧が平滑回路に出力され、平滑回路においてそのパルス状電圧を平均化する。A/Dコンバータ6は、電圧センサ（図示せず）で検出したアナログの出力電圧 V_O をデジタルの出力電圧 V_O に変換し、コントローラIC7に出力する。コントローラIC7は、出力電圧 V_O が目標電圧となるようにデジタルの出力電圧 V_O に基づいて電流モード制御によりPWM信号を生成し、スイッチング素子2、3のオン/オフを制御する。

【0029】

図2～図9を参照して、コントローラIC7の構成について説明する。図2は、コントローラICの構成図である。図3は、アップダウンカウンタであり、（

a) がアップダウンカウンタの構成図であり、(b) が (a) のフィルタの構成図である。図4は、アップダウンカウンタにおける推定電流信号生成の説明図であり、(a) がマスタクロックであり、(b) がPWM信号であり、(c) がセレクト信号であり、(d) が推定電流信号である。図5は、図2のローパスフィルタの構成図である。図6は、コントローラICにおいて推定電流信号から間欠的に直流成分を除去するタイミングチャートであり（直流成分が0より大きい場合）、(a) がPWM信号であり、(b) が推定電流信号と直流成分であり、(c) がリセット信号であり、(d) が直流成分除去後の推定電流信号と制御信号である。図7は、コントローラICにおいて推定電流信号から間欠的に直流成分を除去するタイミングチャートであり（直流成分が0以下の場合）、(a) がPWM信号であり、(b) が推定電流信号と直流成分であり、(c) がリセット信号であり、(d) が直流成分除去後の推定電流信号と制御信号である。図8は、推定電流信号において直流成分が累積する理由を説明するための説明図である。図9は、コントローラICにおける電流モード制御の説明図であり、(a) が制御信号と直流成分除去後の推定電流信号であり、(b) がコンパレータ信号であり、(c) がセット信号であり、(d) がパルス幅制限信号であり、(e) がPWM信号である。

【0030】

コントローラIC7は、マスタクロック（例えば、10MHz～100MHz）に基づいて動作するデジタル回路である（図2参照）。コントローラIC7では、P制御によるフィードバック制御により、A/Dコンバータ6で変換されたデジタルの出力電圧 V_0 と目標電圧 V_{REF} との差分値にP制御の利得Gを乗算して制御信号CSを生成する。また、コントローラIC7では、生成したPWM信号PSをマイナーループによってフィードバックし、生成したPWM信号PSに基づいてDC/DCコンバータ1のインダクタンス4に流れる電流を推定した推定電流信号PCを生成する。さらに、コントローラIC7では、推定電流信号PCから直流成分DCを除去するとともに累積している直流成分DCを間欠的に0にリセットし、直流成分DCを除去した推定電流信号PC'を生成する。そして、コントローラIC7では、制御信号CSと推定電流信号PC'からPWM信号PS

を生成する。そのために、コントローラ IC 7 は、減算器 10、乗算器 11、アップダウンカウンタ 12、リセット発生回路 13、ローパスフィルタ 14、減算器 15、コンパレータ 16、RS フリップフロップ回路 17、アンド回路 18 を備えている。なお、以下の説明におけるハイ信号はコントローラ IC 7 を電源電圧（例えば、5 V）等が設定され、図中では 1 で示している。また、ロー信号は 0 V が設定され、図中では 0 で示している。

【0031】

なお、本実施の形態では、減算器 10 及び乗算器 11 が特許請求の範囲に記載する制御信号設定手段に相当し、アップダウンカウンタ 12 が特許請求の範囲に記載する電流推定手段に相当し、ローパスフィルタ 14 及び減算器 15 が特許請求の範囲に記載する直流成分除去手段に相当し、リセット発生回路 13 及びローパスフィルタ 14 が特許請求の範囲に記載する直流成分リセット手段に相当し、コンパレータ 16 が特許請求の範囲に記載する比較手段に相当する。

【0032】

減算器 10 は、目標電圧 V_{REF} と出力電圧 V_0 が入力され、目標電圧 V_{REF} から出力電圧 V_0 を減算し、その減算値 ($V_{REF} - V_0$) を乗算器 11 に出力する。

【0033】

乗算器 11 は、減算値 ($V_{REF} - V_0$) が入力され、その減算値 ($V_{REF} - V_0$) に P 制御の利得 G を乗算し、その乗算値 $G(V_{REF} - V_0)$ を制御信号 CS としてコンパレータ 16 に出力する。この制御信号 CS は、推定電流信号 PC' と比較する際の目標の電流信号である。

【0034】

アップダウンカウンタ 12 は、PWM 信号 PS に基づいて推定電流信号 PC を生成し、推定電流信号 PC をローパスフィルタ 14 及び減算器 15 に出力する。そのために、アップダウンカウンタ 12 は、セクタ 20 及びフィルタ 21 を備えている（図 3 参照）。推定電流信号 PC は、DC/DC コンバータ 1 のインダクタンス 4 に流れる電流を推定した信号であり、PWM 信号 PS がスイッチング素子 2 をオンにする期間（ハイ信号期間）のときにアップ係数に基づいて増加し、オフする期間（ロー信号期間）のときにダウン係数に基づいて減少する信号で

ある。

【0035】

セレクト 20 は、PWM 信号 PS に基づいてセレクト信号 SL を生成する。そのために、セレクト 20 には、コントローラ IC7 で生成している PWM 信号 PS が入力される。セレクト 20 では、PWM 信号 PS がハイ信号のときにはアップ係数 ($=a$) を選択し、セレクト信号 SL に a を設定する (図 4 (b), (c) 参照)。また、セレクト 20 では、PWM 信号 PS がロー信号のときにはダウン係数 ($=-b$) を選択し、セレクト信号 SL に $-b$ を設定する (図 4 (b), (c) 参照)。

【0036】

なお、アップ係数の a とダウン係数の $-b$ は、DC/DC コンバータ 1 におけるインダクタンス 4 やコンデンサ 5 のパラメータやマスタクロック MC の一周期等に基づいて設定され、DC/DC コンバータ 1 におけるインダクタンス電流の増加する割合を示す値又は減少する割合を示す値である。これら係数 a , b は、実際の DC/DC コンバータ 1 におけるインダクタンス 4 に含まれる抵抗成分や入力電圧 V_I の変動等を考慮して設定されていない。そのため、これら係数 a , b を用いて推定した推定電流信号 PC は、実際のインダクタンス電流とずれを生じ、誤差成分 (直流成分) を含むことになる。

【0037】

フィルタ 21 は、積分特性を有するフィルタであり、セレクト信号 SL に基づいて推定電流信号 PC を生成する。フィルタ 21 は、図 3 (b) に示すように、D フリップフロップ 21a 及び加算器 21b からなる。D フリップフロップ回路 21a では、出力値 Y_n が入力され、マスタクロック MC に基づいて出力値の前回値 Y_{n-1} を保持し、加算器 21b に出力する。加算器 21b では、入力値 U_n に出力値の前回値 Y_{n-1} を加算し、出力値 Y_n として出力する。具体的には、フィルタ 21 では、マスタクロック MC の一周期毎にセレクト信号 SL の値を前回値に順次加算し、その加算した値を推定電流信号 PC として出力する (図 4 (a), (c), (d) 参照)。つまり、セレクト信号 SL が a の値のときには a を前回値に加算し、 $-b$ の値のときには前回値から b を減算していく。

【0038】

【数1】

$$Y_n = U_n + Y_{n-1} \cdots (1)$$

フィルタ21は、(1)式で表され、 U_n がセレクト20からのセレクト信号SLであり、 Y_n が推定電流信号PCである。

【0039】

リセット発生回路13は、ローパスフィルタ14で抽出する直流成分DCをリセットするタイミングを規定するリセット信号RSを生成する。そのために、リセット発生回路13には、コントローラIC7で生成しているPWM信号PS及びローパスフィルタ14で抽出した直流成分DCが入力される。リセット発生回路13では、リセットを行わないリセット解除期間の場合、リセット信号RSとしてハイ信号を設定する(図6(c)、図7(c)参照)。また、リセット発生回路13では、PWM信号PSの周期数(ロー信号からハイ信号の立ち上がり)をカウントし、そのカウント値が10になると(すなわち、PWM信号PSの10周期分が経過すると)、リセット期間を開始するためにリセット信号RSにロー信号に設定する(図6(a)、(c)、図7(a)、(c)参照)。ロー信号に設定後、リセット発生回路13では、直流成分DCが0より大きいかな否かを判定する。直流成分DCが0より大きい場合、リセット発生回路13では、PWM信号PSがロー信号からハイ信号の立ち上がったかな否かを判定し、立ち上がったときには、リセット期間を終了するためにリセット信号RSにハイ信号を設定する(図6(a)、(c)参照)。ちなみに、直流成分が0より大きい場合には、リセット信号RSがロー信号になると、推定電流信号PC'が急激にプラス側に大きくなって制御信号CSより大きくなり、PWM信号PSとしてはロー信号になっている(図6(a)、(d)参照)。一方、直流成分DCが0以下の場合、リセット発生回路13では、PWM信号PSがハイ信号からロー信号の立ち下がったかな否かを判定し、立ち下がったときには、リセット期間を終了するためにリ

セット信号RSにハイ信号を設定する(図7(a)、(c)参照)。ちなみに、直流成分が0以下の場合には、リセット信号RSがロー信号になると、推定電流信号PC'が急激にマイナス側に大きくなって制御信号CSより小さくなり、PWM信号PSとしてはハイ信号になっている(図7(d)参照)。そして、リセット発生回路13では、そのリセット信号RSをローパスフィルタ14に出力する。

【0040】

なお、リセット信号がロー信号になっている期間は、PWM信号PSの数周期分であり、累積している直流成分DCの大きさ(ひいては、リセットした後の推定電流信号PC'の大きさ)や制御信号CSの大きさによって決まる。というのは、PWM信号PSがロー信号からハイ信号又はハイ信号からロー信号に切り換えるのは、推定電流信号PC'と制御信号CSとが同じ値になった以降であり、推定電流信号PC'と制御信号CSとの値が離れているほど切り換えるのに時間を要する。そのため、リセット信号がロー信号になっている期間(リセット期間)は、リセット後の推定電流信号PC'と制御信号CSとの関係に応じて決まる。

【0041】

なお、直流成分DCをリセットするタイミングをPWM信号PS(すなわち、スイッチング周期)の10周期分としたが、この周期数はDC/DCコンバータ1のコンデンサ5の容量やコントローラIC7におけるゼロクロス周波数等に応じて設定される。直流成分DCをリセットした場合、DC/DCコンバータ1における出力電圧V₀に発生するリップル成分がそのリセットタイミングによって変化し、リセットする周期が短いほど、リップルが大きくなる。このリップルはコンデンサ5の容量とゼロクロス周波数の影響を受け、コンデンサ5の容量が大きい場合やゼロクロス周波数が低い場合にはリセットする周期を長く設定できる。

【0042】

ローパスフィルタ14は、IIR[Infinite Impulse Response]型の1次のローパスフィルタであり、推定電流信号PCから直流成分DCを抽出するとともにリセット信号RSに応じて蓄積している直流成分DCをほぼ0にリセットする。

ローパスフィルタ 14 は、図 5 に示すように、3 つの乗算器 14 a, 14 b, 14 c、2 つの D フリップフロップ回路 14 d, 14 e 及び加算器 14 f から構成される。乗算器 14 a では、入力値 U_n にフィルタ係数 a_0 を乗算して加算器 14 f に出力する。D フリップフロップ回路 14 d では、入力値 U_n が入力され、マスタクロック MC に基づいて入力値の前回値 U_{n-1} を保持し、乗算器 14 b に出力する。乗算器 14 b では、入力値の前回値 U_{n-1} にフィルタ係数 a_1 を乗算して加算器 14 f に出力する。D フリップフロップ回路 14 e では、出力値 Y_n が入力され、マスタクロック MC に基づいて出力値の前回値 Y_{n-1} を保持し、乗算器 14 c に出力する。乗算器 14 c では、出力値の前回値 Y_{n-1} にフィルタ係数 b_1 を乗算して加算器 14 f に出力する。加算器 14 f では、乗算器 14 a ~ 14 c の各乗算値を加算し、出力値 Y_n として出力する。ローパスフィルタ 14 では、カットオフ周波数を有し、推定電流信号 PC におけるカットオフ周波数より低い周波数成分を直流成分 DC として抽出する（図 6 (b)、図 7 (b) 参照）。

【0043】

【数 2】

$$Y_n = a_0 \times U_n + a_1 \times U_{n-1} + b_1 \times Y_{n-1} \cdots (2)$$

ローパスフィルタ 14 は、(2) 式で表され、 U_n がアップダウンカウンタ 12 からの推定電流信号 PC であり、 Y_n が直流成分 DC である。このローパスフィルタ 14 は、利得が 1 に設定され、時間の経過に応じて推定電流信号 PC に含まれる直流成分を徐々に抽出していき、ある程度時間が経過すると推定電流信号 PC に含まれる全ての直流成分を抽出する。したがって、図 6 (b)、図 7 (b) に示すように、直流成分 DC がリセットされた後、直流成分 DC が 0 から徐々に増加し、時間が経過するに従って直流成分 DC が推定電流信号 PC の実際の直流成分に近づいていく。

【0044】

また、ローパスフィルタ 14 では、推定電流信号 PC において累積する直流成分 DC をリセットする。そのために、ローパスフィルタ 14 には、リセット信号 RS が入力される。D フリップフロップ回路 14 e では、リセット信号 RS が入力され、リセット信号 RS がハイ信号のときには出力値の前回値 Y_{n-1} を出力し、リセット信号 RS がロー信号になると無条件に 0 を出力する。出力値の前回値 Y_{n-1} が 0 になると、ローパスフィルタ 14 では、フィルタ係数 a_0 と a_1 が 1 より十分に小さい値であり、フィルタ係数 b_1 が 1 より小さいが 1 に近い値であるので、出力値 Y_n (直流成分 DC) がほぼ 0 になる。また、D フリップフロップ回路 14 e では、リセット信号 RS がロー信号からハイ信号になると出力値の前回値 Y_{n-1} を出力する。出力値の前回値 Y_{n-1} が出力されると、ローパスフィルタ 14 では、出力値 Y_n (直流成分 DC) が推定電流信号 PC の実際の直流成分に徐々に近づいていく。なお、D フリップフロップ回路 14 d にも、リセット信号 RS を入力し、リセット信号 RS がロー信号になった場合に無条件に 0 を出力するようにしてもよい。

【0045】

ここで、推定電流信号 PC における直流成分が累積する理由について説明する。PWM 信号 PS によってインダクタンス電流を推定した場合、推定電流には実際のインダクタンス電流よりも多くの直流成分 (誤差成分) が含まれる。そこで、コントローラ IC 7 では、推定電流信号 PC から直流成分 DC を抽出し、推定電流信号 PC から直流成分 DC を減算している。しかし、積分特性を有するフィルタ 21 によって推定電流信号 PC を生成しているので、図 8 の斜線部分で示すように、推定電流信号 PC では、直流成分が所定の傾きを持って増加 (あるいは、減少) し続ける。そのため、ローパスフィルタ 14 においてある時点 t_1 で直流成分を抽出し、その後段の減算器 15 において抽出した直流成分を減算する時点 t_2 では推定電流信号 PC における直流成分がある時点 t_1 の直流成分より増加 (あるいは、減少) している。したがって、直流成分を減算した後も t_1 から t_2 の期間の増え (あるいは、減り) 続ける直流成分が残り、ローパスフィルタ 14 においてその直流成分を累積し、プラス側 (あるいは、マイナス側) における直流成分が増加する。そのため、直流成分をリセットしないと、推定電流信号

PCや直流成分DCがプラス側又はマイナス側に無限大に大きくなり、コントローラIC7での処理ができなくなる。

【0046】

減算器15は、推定電流信号PCと直流成分DCが入力され、推定電流信号PCから直流成分DCを減算し、その減算値（ $PC - DC$ ）を直流成分除去後の推定電流信号PC'として出力する。減算器15では、マスタクロックMCの一周毎に減算処理を行っている。ちなみに、直流成分DCがプラス値の場合には直流成分除去後の推定電流信号PC'は推定電流信号PCより小さくなり（図6（b）、（d）参照）、直流成分DCがマイナス値の場合には直流成分除去後の推定電流信号PC'は推定電流信号PCより大きくなる（図7（b）、（d）参照）。

【0047】

コンパレータ16は、直流電流除去後の推定電流信号PC'が制御信号CSに達するか否かを判定し、コンパレータ信号COを生成する。そのために、コンパレータ16には、非反転入力端子に推定電流信号PC'が入力され、反転入力端子に制御信号CSが入力される。

【0048】

直流成分DCのリセット解除期間では、コンパレータ16では、推定電流信号PC'と制御信号CSとを比較し、推定電流信号PC'が制御信号CSに達したときにコンパレータ信号COとしてハイ信号を出力し、達していないときにはコンパレータ信号COとしてロー信号を出力する（図9（a）、（b）参照）。コンパレータ信号COは、推定電流信号PC'が制御信号CSに達した一瞬ハイ信号となる信号であり、RSフリップフロップ回路17に出力される。ちなみに、推定電流信号PC'は、制御信号CSに達するまでは増加し、達すると減少するように生成されている。

【0049】

直流成分DCのリセット期間では、推定電流信号PC'は、プラス側又はマイナス側に急激に大きくなっているため、リセット解除期間のような制御ができなくなる。直流成分DCが0より大きい場合、推定電流信号PC'は制御信号CS

より大きくなっており（図6（d）参照）、コンパレータ16では、推定電流信号PC'が制御信号CSより小さくなるまでコンパレータ信号COとしてハイ信号を継続して出力し、推定電流信号PC'が制御信号CSより小さくなるとコンパレータ信号COとしてロー信号を出力する。コンパレータ信号COは、リセット解除期間ではハイ信号は一瞬しか出力されないが、リセット期間ではPWM信号PSの数周期分もハイ信号が出力され続ける。一方、直流成分DCが0以下の場合、推定電流信号PC'は制御信号CSより小さくなっており（図7（d）参照）、コンパレータ16では、推定電流信号PC'が制御信号CSより大きくなるまでコンパレータ信号COとしてロー信号を出力し、推定電流信号PC'が制御信号CSに達するとコンパレータ信号COとしてハイ信号を出力する。コンパレータ信号COは、リセット解除期間ではロー信号がPWM信号PSの一周期分以上続けて出力されないが、リセット期間ではPWM信号PSの数周期分もロー信号が出力され続ける。

【0050】

RSフリップフロップ回路17は、PWM信号PSのもととなるハイ信号とロー信号を出力する。そのために、RSフリップフロップ回路17には、セット信号SSとコンパレータ信号COが入力される（図9（b）、（c）参照）。

【0051】

直流成分DCのリセット解除期間では、RSフリップフロップ回路17では、セット信号SSがハイ信号になると、ロー信号からハイ信号に切り換え、ハイ信号を保持する。そして、RSフリップフロップ回路17では、コンパレータ信号COがハイ信号になると、ハイ信号からロー信号に切り換え、ロー信号を保持する。PWM信号PSの周波数は、例えば、100kHz～1MHzであり、DC/DCコンバータ1におけるスイッチング周波数に相当する。

【0052】

直流成分DCのリセット期間では、コンパレータ16のコンパレータ信号COにおいてハイ信号又はロー信号がPWM信号PSの数周期分も続けて出力される。コンパレータ信号COとしてハイ信号が出力され続ける期間では、RSフリップフロップ回路17では、ロー信号を保持し続ける。この場合、セット信号SS

がハイ信号になるとロー信号からハイ信号に一瞬切り換えるが、一瞬なので、実質的にはロー信号が保持されている状態である。そして、RSフリップフロップ回路17では、コンパレータ信号COがハイ信号からロー信号に切り換った後にセット信号SSがハイ信号になると、ロー信号からハイ信号に切り換え、ハイ信号を保持する。一方、ロー信号が出力され続ける期間では、RSフリップフロップ回路17では、ハイ信号を保持し続ける。そして、RSフリップフロップ回路17では、コンパレータ信号COがロー信号からハイ信号に切り換わると、ハイ信号からロー信号に切り換え、ロー信号を保持する。

【0053】

なお、セット信号SSは、分周器（図示せず）によってマスタクロックMCを分周した信号であり、PWM信号PSの一周期（DC/DCコンバータ1のスイッチング周期）を規定する信号であり、PWM信号PSのロー信号からハイ信号への立ち上りを規定するパルスをハイ信号（マスタクロックMCの一周期分）で出力する。

【0054】

アンド回路18は、PWM信号PSのパルス幅を制限し、PWM信号PSを出力する。そのために、アンド回路18には、RSフリップフロップ回路17の出力信号とパルス幅制限信号PLSが入力される（図9（d）参照）。アンド回路18では、RSフリップフロップ回路17の出力信号がハイ信号かつパルス幅制限信号PLSがハイ信号の場合にハイ信号を出力し、それ以外の場合にロー信号を出力する（図9（d），（e）参照）。このハイ信号とロー信号とからなる信号がPWM信号PSである。

【0055】

パルス幅制限信号PLSは、分周器によってマスタクロックMCを分周した信号であり、PWM信号PSの周期と同一周期であり、PWM信号PSで許容される最大のパルス幅（ひいては、DC/DCコンバータ1で許容される最大の出力電圧）を規定する区間をハイ信号として出力する。

【0056】

なお、直流成分DCのリセット期間では、パルス幅制限信号PLSの全区間を

ハイ信号にするか、あるいは、アンド回路 18 を通さずに、RS フリップフロップ回路 17 の出力をそのまま PWM 信号 PS とする。

【0057】

図 1 ～図 9 を参照して、コントローラ IC7 及び DC/DC コンバータ 1 の動作を説明する。特に、コントローラ IC7 のリセット発生回路 13 における動作は図 10 のフローチャートに沿って説明する。図 10 は、リセット発生回路における動作を示すフローチャートである。

【0058】

DC/DC コンバータ 1 に入力電圧 V_I が入力される。すると、DC/DC コンバータ 1 では、コントローラ IC7 からの PWM 信号 PS に基づいてスイッチング素子 2, 3 が交互にオン/オフする。さらに、DC/DC コンバータ 1 では、インダクタンス 4 及びコンデンサ 5 でスイッチング素子 2 のオン期間にパルスとなって出力する入力電圧 V_I を平均化し、電圧 V_0 を出力する。また、DC/DC コンバータ 1 では、出力電圧 V_0 を電圧センサで検出し、その検出した出力電圧 V_0 を A/D コンバータ 6 でデジタル化してコントローラ IC7 にフィードバックさせる。

【0059】

コントローラ IC7 では、目標電圧 V_{REF} から出力電圧 V_0 を減算し、その減算値に P 制御の利得 G を乗算して制御信号 CS を生成する。また、コントローラ IC7 では、生成した PWM 信号 PS に基づいてインダクタンス電流を推定し、推定電流信号 PC を生成する（図 4 参照）。さらに、コントローラ IC7 では、推定電流信号 PC から直流成分 DC を抽出し、その直流成分 DC を推定電流信号 PC から減算する（図 6 (b)、(d)、図 7 (b)、(d) 参照）。そして、コントローラ IC7 では、制御信号 CS と直流成分を除去した推定電流信号 PC' とを比較し、推定電流信号 PC' が制御信号 CS に達したときにハイ信号を出力するコンパレータ信号 CO を生成する（図 9 (a)、(b) 参照）。さらに、コントローラ IC7 では、セット信号 SS のハイ信号からコンパレータ信号 CO のハイ信号までパルスを出力し、パルス幅制限信号 PLS によってパルス幅に制限をかけて、PWM 信号 PS を出力する。

【0060】

また、コントローラ IC7では、ローパスフィルタ 14で抽出する直流成分 DC をリセットするために、リセット信号 RS を生成する。まず、コントローラ IC7では、リセット信号 RS にハイ信号をセットするとともに（図 10 の S1、図 6（c）、図 7（c）参照）、カウント値を 0 に初期化する（図 10 の S2）。

【0061】

そして、コントローラ IC7では、PWM 信号 PS がロー信号からハイ信号に立ち上がった否かを判定し（図 10 の S3）、立ち上がるまでこの判定を続ける。S3 で立ち上がったと判定すると、コントローラ IC7では、カウンタ値に 1 を加算する（図 10 の S4）。つまり、PWM 信号 PS が一周分分の時間が経過する毎に、カウント値をカウントアップする。

【0062】

続いて、コントローラ IC7では、カウント値が 10 になったか否かを判定し（図 10 の S5）、カウント値が 10 でない場合には S3 の処理に移行して PWM 信号 PS の立ち上がりを待つ。すなわち、PWM 信号 PS の 10 周期分の時間が経過したか否かを判定している。この間、推定電流信号 PC に含まれる直流成分及び抽出する直流成分 DC はプラス側又はマイナス側に増加を続けている（図 6（b）、図 7（b）参照）。

【0063】

S5 でカウンタ値が 10 になったと判定すると、コントローラ IC7では、リセット信号 RS にロー信号をセットし（図 10 の S6、図 6（c）、図 7（c）参照）、直流成分除去を含まない制御に移る。リセット信号 RS がロー信号になると、コントローラ IC7では、抽出する直流成分 DC をほぼ 0 にリセットする（図 6（b）、（c）、図 7（b）、（c）参照）。

【0064】

直流成分 DC がプラス値だった場合、推定電流信号 PC から減算されるプラスの直流成分 DC が無くなるので（図 6（b）参照）、推定電流信号 PC' が急激に増加する（図 6（d）参照）。そのため、推定電流信号 PC' が制御信号 CS

の値を大きく超えるので、コントローラ IC7では、PWM信号PSをハイ信号からロー信号に直ちに切り換え、推定電流信号PC'が制御信号CSより小さくなるまでPWM信号PSのロー信号を継続する(図6(a)、(d)参照)。PWM信号PSがロー信号を継続している間、推定電流信号PCは減少を続け、それに応じて推定電流信号PC'も減少を続ける(図6(b)、(d)参照)。やがて、推定電流信号PC'が制御信号CSより小さくなると通常の制御に戻り、コントローラ IC7では、セット信号SSがハイ信号になると、PWM信号PSをロー信号からハイ信号に切り換える(図6(a)、(d)参照)。

【0065】

一方、直流成分DCがマイナス値だった場合、推定電流信号PCから減算されるマイナスの直流成分DCが無くなるので(図7(b)参照)、推定電流信号PC'が急激に減少する(図7(d)参照)。そのため、推定電流信号PC'が制御信号CSより相当小さくなるので、コントローラ IC7では、推定電流信号PC'が制御信号CSに達するまでPWM信号PSのハイ信号を継続する(図7(a)、(d)参照)。PWM信号PSがハイ信号を継続している間、推定電流信号PCは増加を続け、それに応じて推定電流信号PC'も増加を続ける(図7(b)、(d)参照)。やがて、推定電流信号PC'が制御信号CSに達すると通常の制御に戻り、コントローラ IC7では、PWM信号PSをハイ信号からロー信号に切り換える(図7(a)、(d)参照)。

【0066】

リセット信号RSをロー信号にセットした後、コントローラ IC7では、直流成分DCが0より大きいかな否かを判定する(図10のS7)。ちなみに、リセット信号RSがロー信号に切り換った後、直流成分DCが0より大きい場合にはPWM信号PSはロー信号を継続し、直流成分DCが0以下の場合にはPWM信号PSはハイ信号を継続している。

【0067】

S7で直流成分DCを0より大きいと判定すると、コントローラ IC7では、PWM信号PSがロー信号からハイ信号に立ち上がったかな否かを判定し、立ち上がるまでのこの判定を続ける(図10のS8)。S8で立ち上がったと判定する

と、コントローラ IC7では、S1に戻ってリセット信号RSにハイ信号をセットし、直流成分除去を含む通常制御に移る。通常制御に戻ると、推定電流信号PCは減少し続けていた値がPWM信号PSに応じて増減し、直流成分DCは0から徐々に増加する(図6(a)、(b)参照)。

【0068】

一方、S7で直流成分DCを0以下と判定すると、コントローラ IC7では、PWM信号PSがハイ信号からロー信号に立ち下がったか否かを判定し、立ち下がるまでのこの判定を続ける(図10のS9)。S9で立ち下がったと判定すると、コントローラ IC7では、S1に戻ってリセット信号RSにハイ信号をセットし、直流成分除去を含む通常制御に移る。通常制御に戻ると、推定電流信号PCは増加し続けていた値がPWM信号PSに応じて増減し、直流成分DCは0から徐々に減少する(図7(a)、(b)参照)。

【0069】

このように直流成分DCを間欠的にリセットすることによって、推定電流信号PCでは累積していた直流成分が間欠的に除去され、推定電流信号PC及び直流成分DCが無限大に大きくならない。そのため、コントローラ IC7において、推定電流信号PCや直流成分DCが大きくなり過ぎて制御不能になることがない。また、推定電流信号PCが実際のインダクタンス電流からかけ離れていくことなく、インダクタンス電流の推定の精度が向上する。その結果、コントローラ IC7では、実際のインダクタンス電流による電流モード制御に近い精度で電流モード制御を行うことができる。

【0070】

ちなみに、リセット期間は、出力電圧 V_0 を目標電圧 V_{REF} に近づける通常の制御ができない。しかし、リセット期間はリセット解除期間に比べて十分に短いので、制御全体としては出力電圧 V_0 を目標電流 V_{REF} に近づけるように制御される。

【0071】

このコントローラ IC7によれば、インダクタンス4の電流検出手段を有しないが、インダクタンス電流を推定することによって電流モード制御を行うことが

できる。さらに、コントローラ IC7では、推定電流信号 PC から直流成分 DC を除去するとともに累積する直流成分 DC を間欠的にリセットすることによって、推定電流を実際のインダクタンス電流に出来る限り近づけ、電流モード制御における精度を向上させている。

【0072】

また、コントローラ IC7では、セクタ 20 とフィルタ 21 による簡単な構成によって推定電流信号 PC を生成することができる。さらに、コントローラ IC7では、1 次のデジタルのローパスフィルタ 14 による簡単な構成によって直流成分 DC の抽出と直流成分 DC のリセットを行うことができる。

【0073】

以上、本発明に係る実施の形態について説明したが、本発明は上記実施の形態に限定されることなく様々な形態で実施される。

【0074】

例えば、本実施の形態ではデジタル回路（ハードウェア）によって制御装置を構成したが、マイクロコンピュータ等に組み込まれるプログラム（ソフトウェア）により制御装置における各手段を実現するように構成してもよい。この各手段を実現するプログラムは、CD-ROM等の記憶媒体やインターネット等による配信によって流通する場合あるいはコンピュータに組み込まれた状態で制御装置として流通する場合もある。

【0075】

また、本実施の形態では DC/DC コンバータに適用したが、AC/DC コンバータや DC/AC コンバータにも適用可能である。また、本実施の形態ではトランスを有しない非絶縁型かつ降圧型のコンバータに適用したが、トランスを有する絶縁型のコンバータにも適用可能であり、昇圧型又は昇降圧型のコンバータにも適用可能である。

【0076】

また、本実施の形態では P 制御に適用したが、PI 制御や PID 制御等の他の制御にも適用可能である。

【0077】

また、本実施の形態では直流成分を抽出する手段を IIR 型の 1 次のローパスフィルタで構成したが、2 次のローパスフィルタ等の他のローパスフィルタで構成してもよいし、ローパスフィルタ以外の他の回路によって構成してもよい。

【0078】

また、本実施の形態では直流成分をリセットする信号を PWM 信号の周期（スイッチング周期）の 10 周期分からなるリセット信号としたが、マスタクロックの周期より十分に長い周期であれば、PWM 信号の 10 周期分以外の他の周期数でもよいし、あるいは、PWM 信号の周期の整数倍の周期でなくてもよい。PWM 信号の周期の整数倍としない場合には、マスタクロックの周期等を基準としてリセット信号を設定する。また、本実施の形態では PWM 信号に基づいて PWM 信号の周期数をカウントしたが、セット信号等を用いてカウントしてもよい。

【0079】

また、本実施の形態では A/D コンバータとコントローラ IC とを別体で構成したが、A/D コンバータがコントローラ IC に含まれる構成でもよい。

【0080】

【発明の効果】

本発明によれば、駆動信号に基づいてインダクタンス電流を推定し、その推定電流から直流成分を除去するとともに直流成分を間欠的にリセットすることによって、スイッチング電源回路に流れるインダクタンスの電流を検出する手段が無くても電流モード制御を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本実施の形態に係る DC/DC コンバータの構成図である。

【図 2】

図 1 のコントローラ IC の構成図である。

【図 3】

図 2 のアップダウンカウンタであり、(a) がアップダウンカウンタの構成図であり、(b) が (a) のフィルタの構成図である。

【図 4】

図2のアップダウンカウンタにおける推定電流信号生成の説明図であり、(a)がマスタクロックであり、(b)がPWM信号であり、(c)がセレクト信号であり、(d)が推定電流信号である。

【図5】

図2のローパスフィルタの構成図である。

【図6】

図2のコントローラICにおいて推定電流信号から間欠的に直流成分を除去するタイミングチャートであり(直流成分が0より大きい場合)、(a)がPWM信号であり、(b)が推定電流信号と直流成分であり、(c)がリセット信号であり、(d)が直流成分除去後の推定電流信号と制御信号である。

【図7】

図2のコントローラICにおいて推定電流信号から間欠的に直流成分を除去するタイミングチャートであり(直流成分が0以下の場合)、(a)がPWM信号であり、(b)が推定電流信号と直流成分であり、(c)がリセット信号であり、(d)が直流成分除去後の推定電流信号と制御信号である。

【図8】

推定電流信号において直流成分が累積する理由を説明するための説明図である。

【図9】

図2のコントローラICにおける電流モード制御の説明図であり、(a)が制御信号と直流成分除去後の推定電流信号であり、(b)がコンパレータ信号であり、(c)がセット信号であり、(d)がパルス幅制限信号であり、(e)がPWM信号である。

【図10】

図2のリセット発生回路における動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

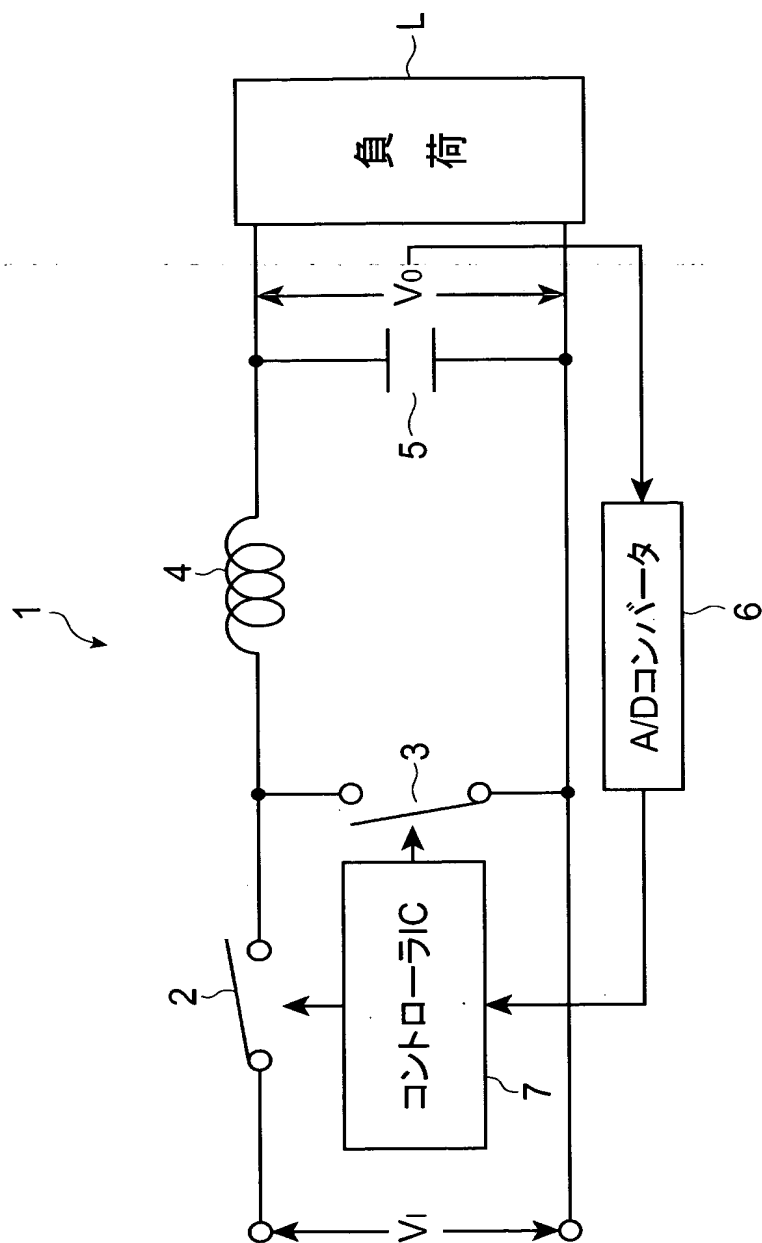
1…DC/DCコンバータ、2, 3…スイッチング素子、4…インダクタンス、5…コンデンサ、6…A/Dコンバータ、7…コントローラIC、10…減算器、11…乗算器、12…アップダウンカウンタ、13…リセット発生回路、1

4…ローパスフィルタ、14 a～14 b…乗算器、14 d, 14 e…Dフリップフロップ回路、14 f…加算器、15…減算器、16…コンパレータ、17…RSフリップフロップ回路、18…アンド回路、20…セレクタ、21…フィルタ、21 a…Dフリップフロップ回路、21 b…加算器

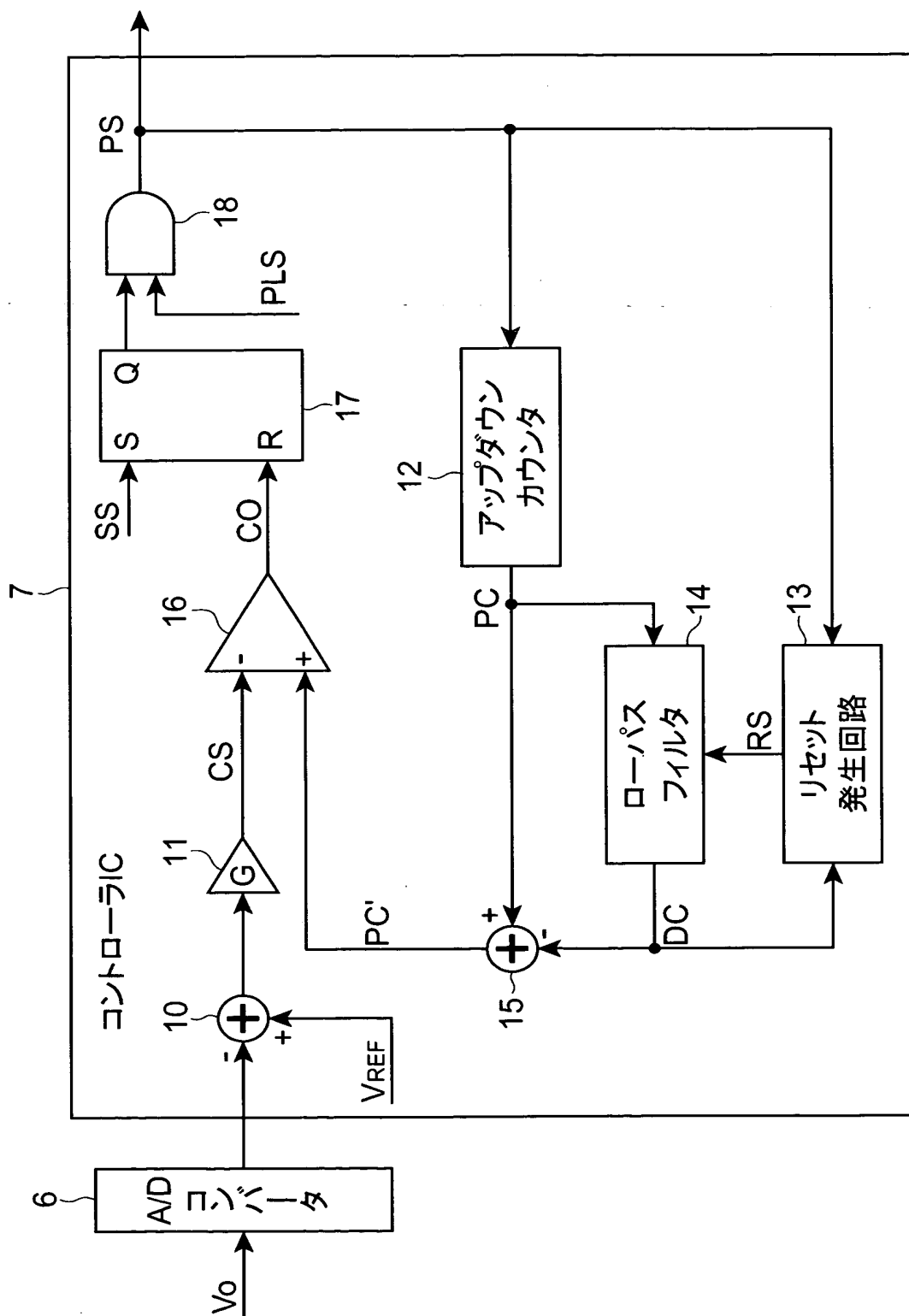
【書類名】

図面

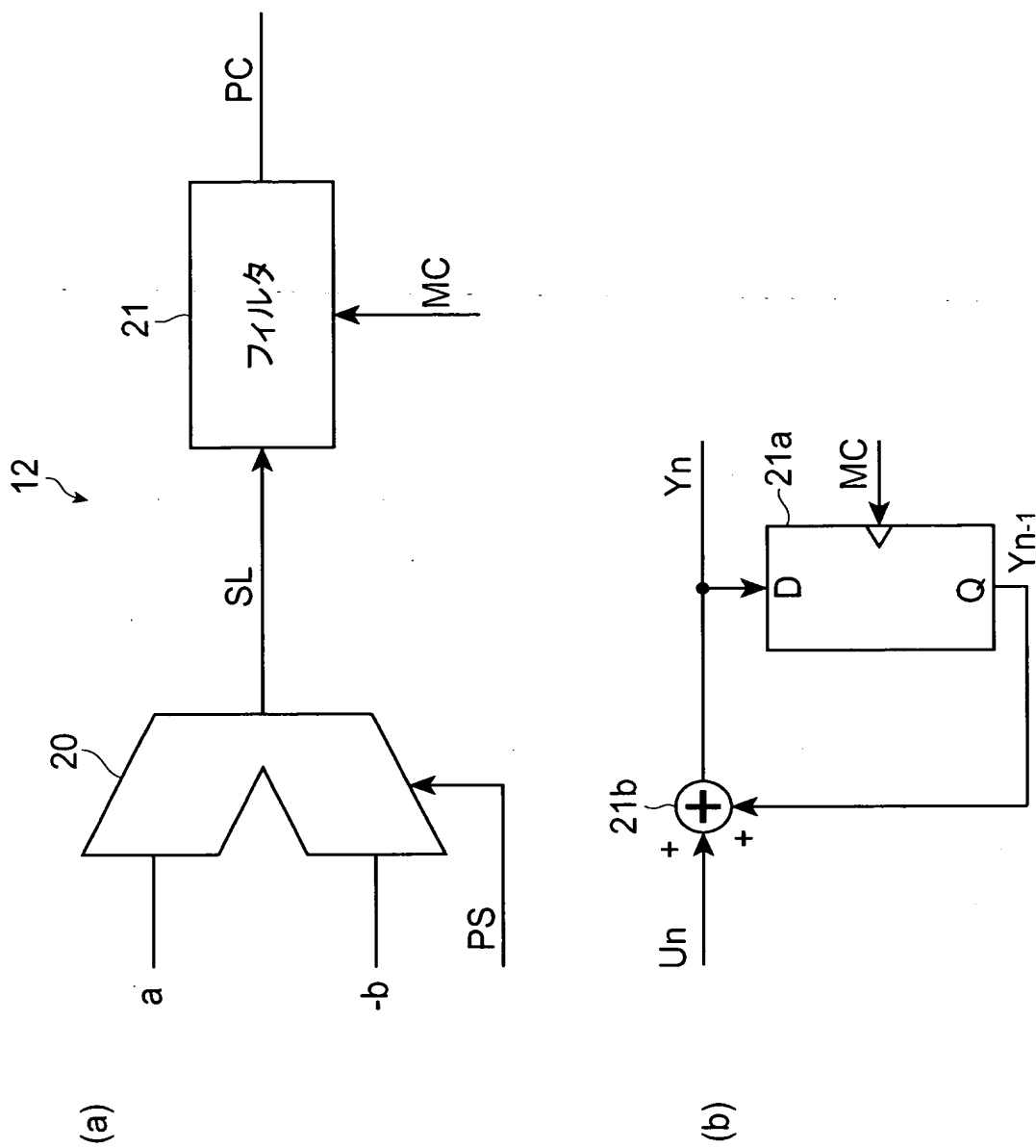
【図 1】



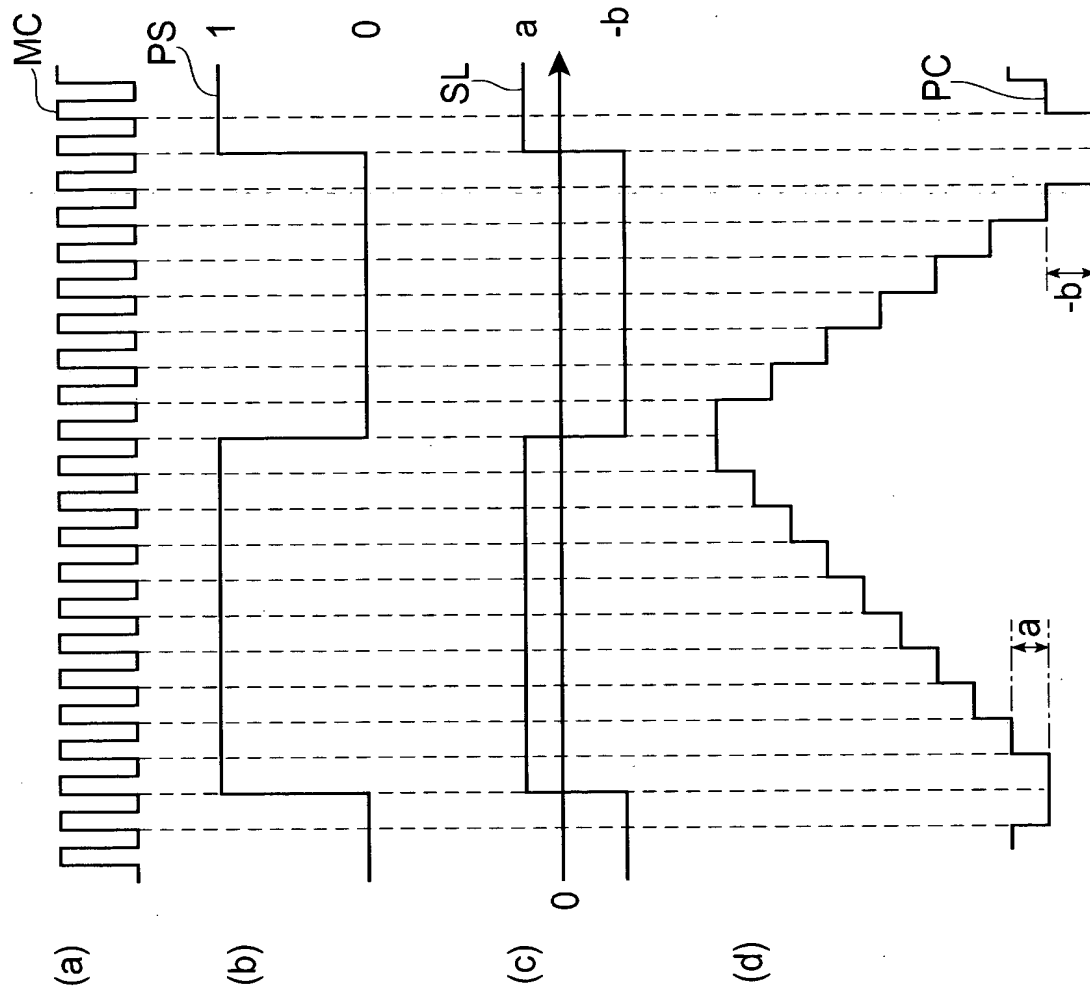
【図 2】



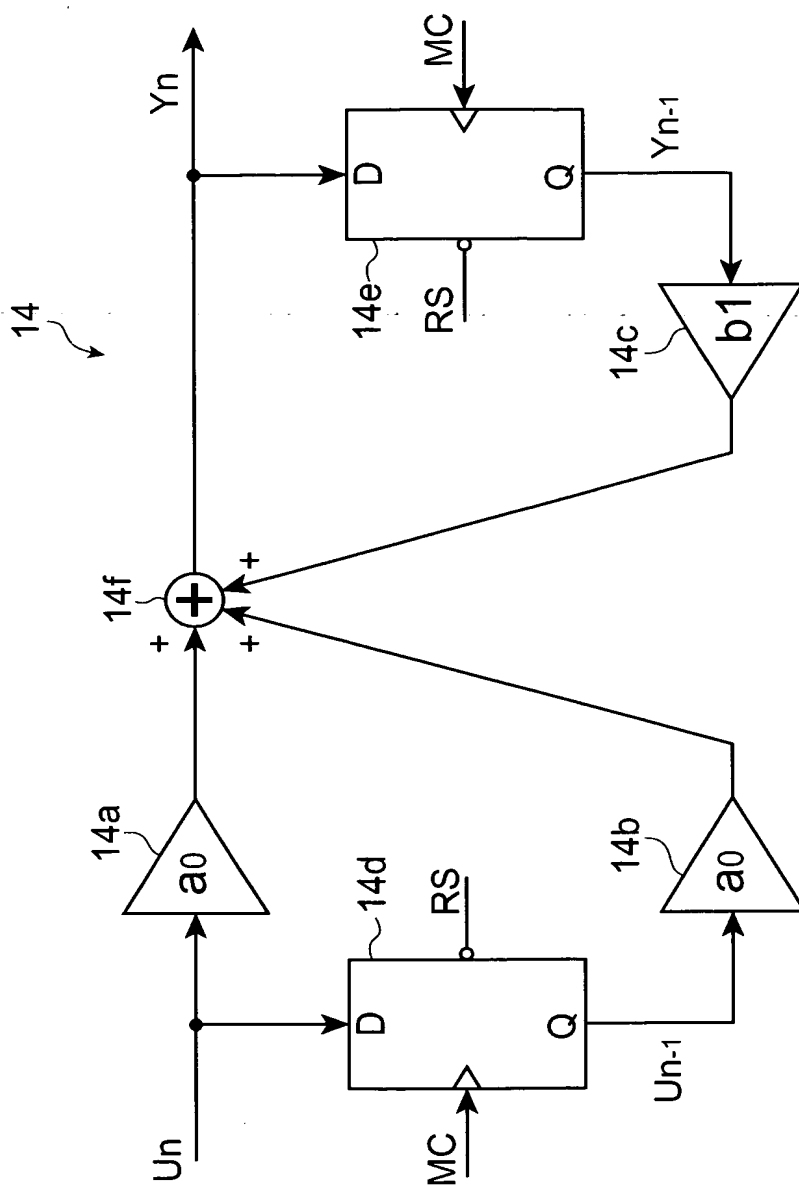
【図 3】



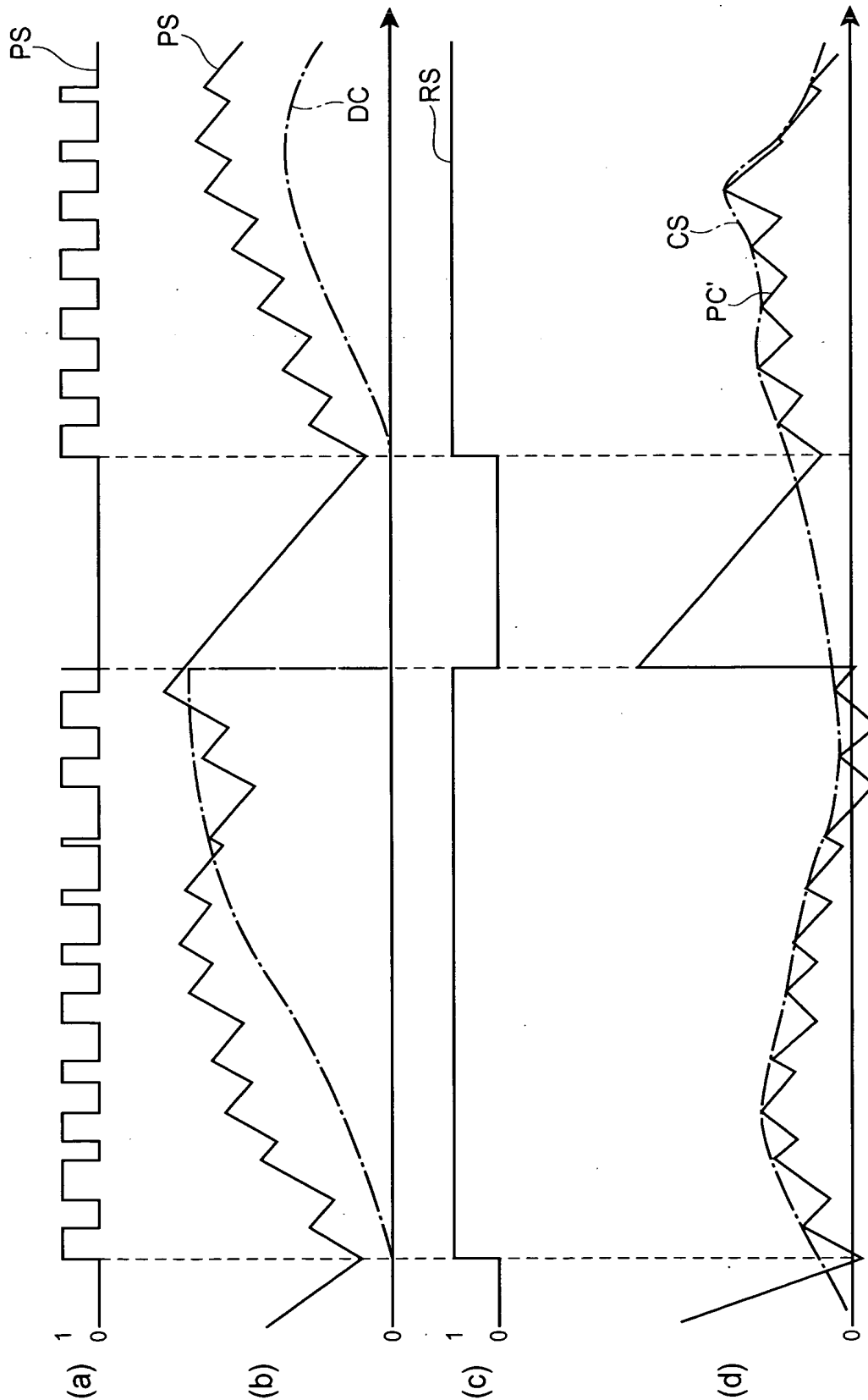
【図 4】



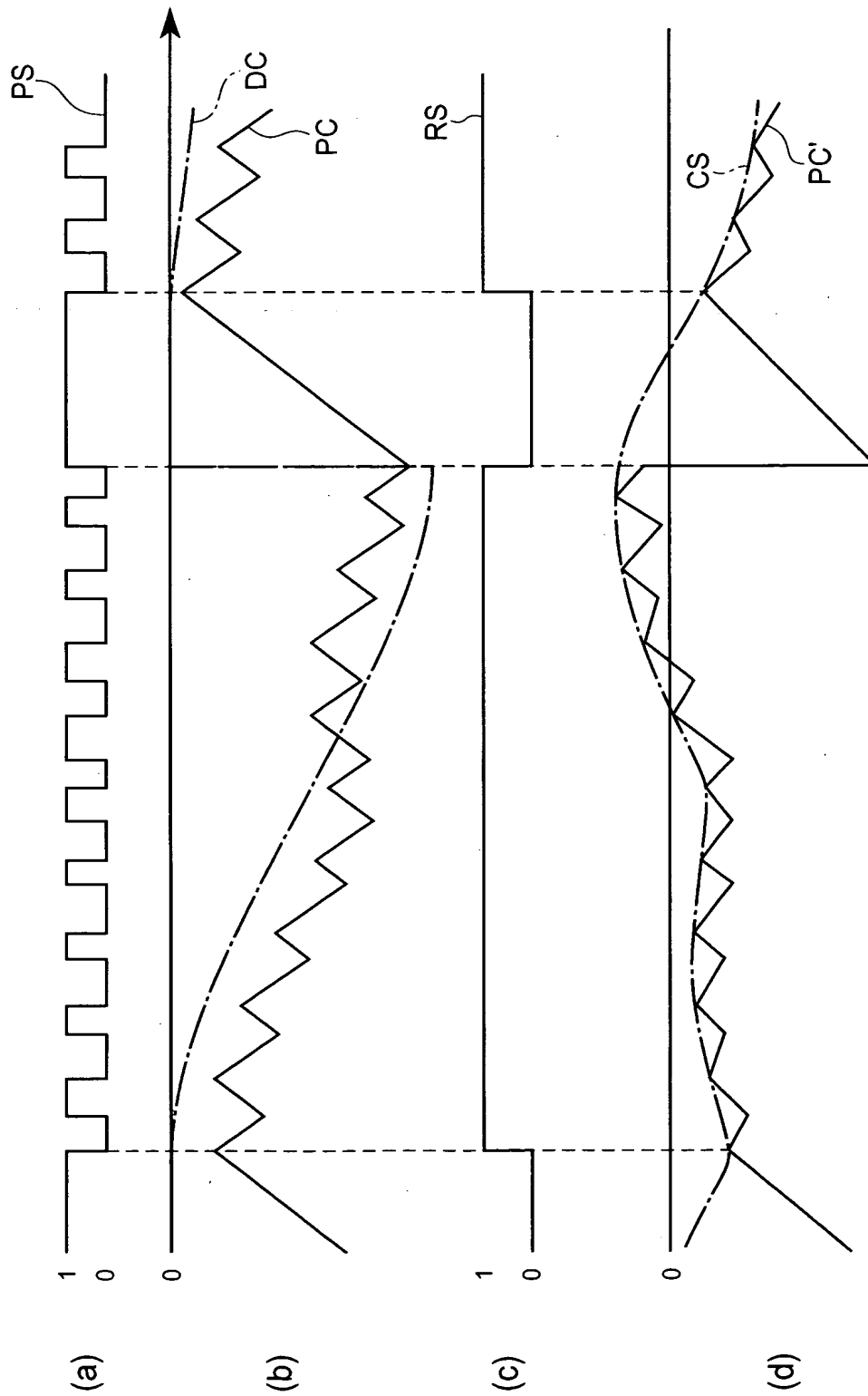
【図 5】



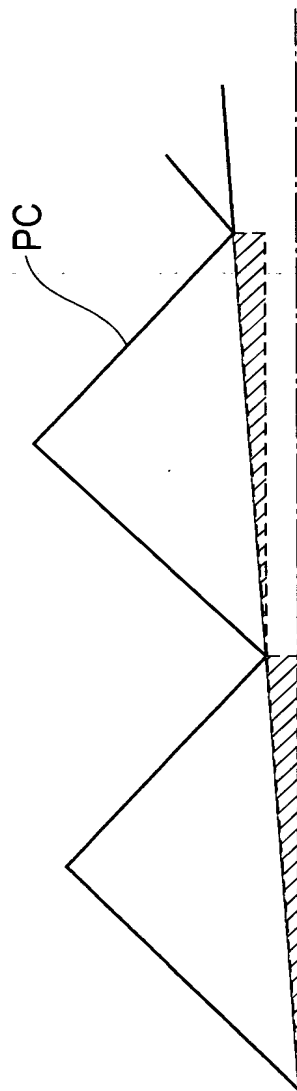
【図 6】



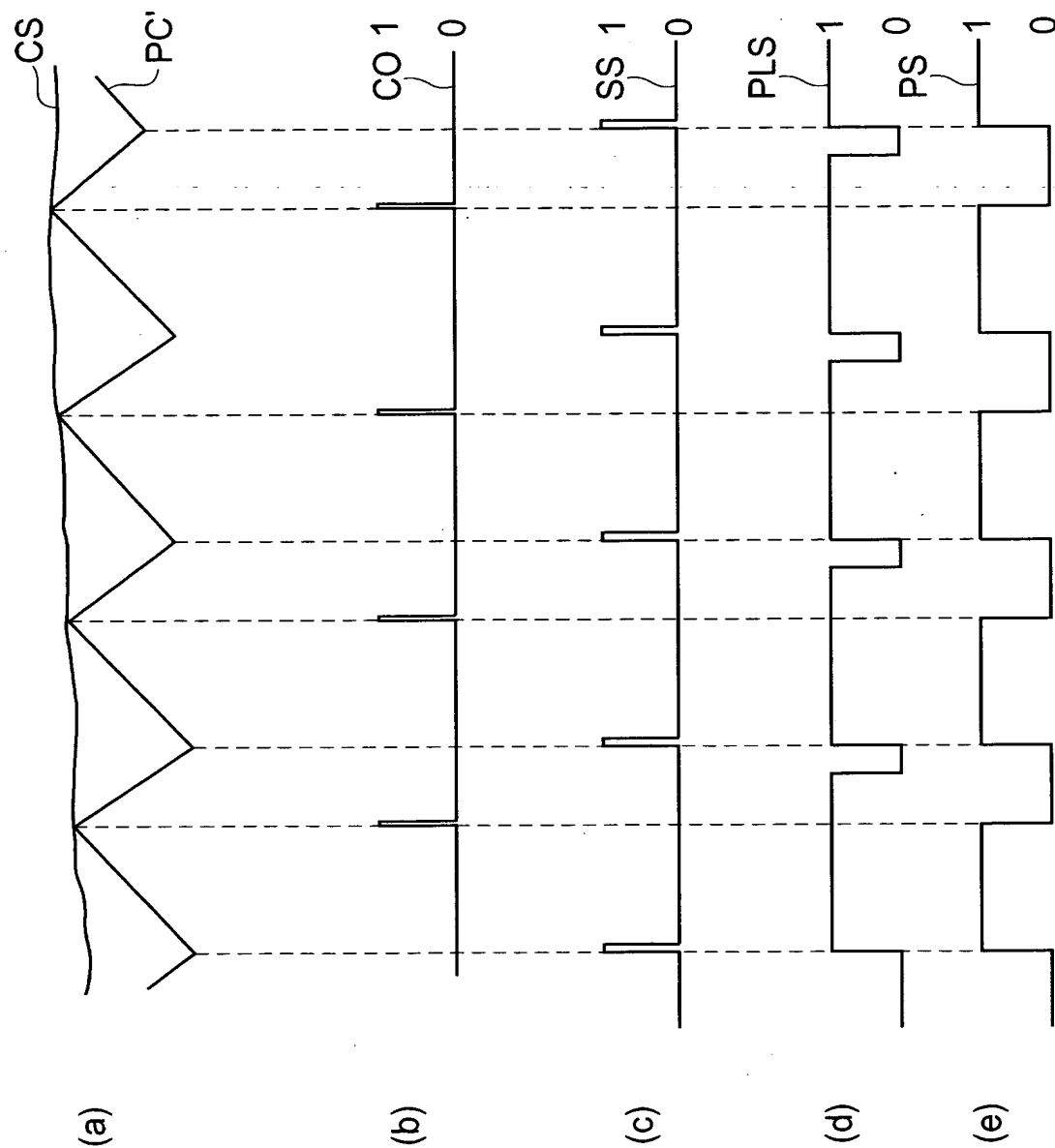
【図 7】



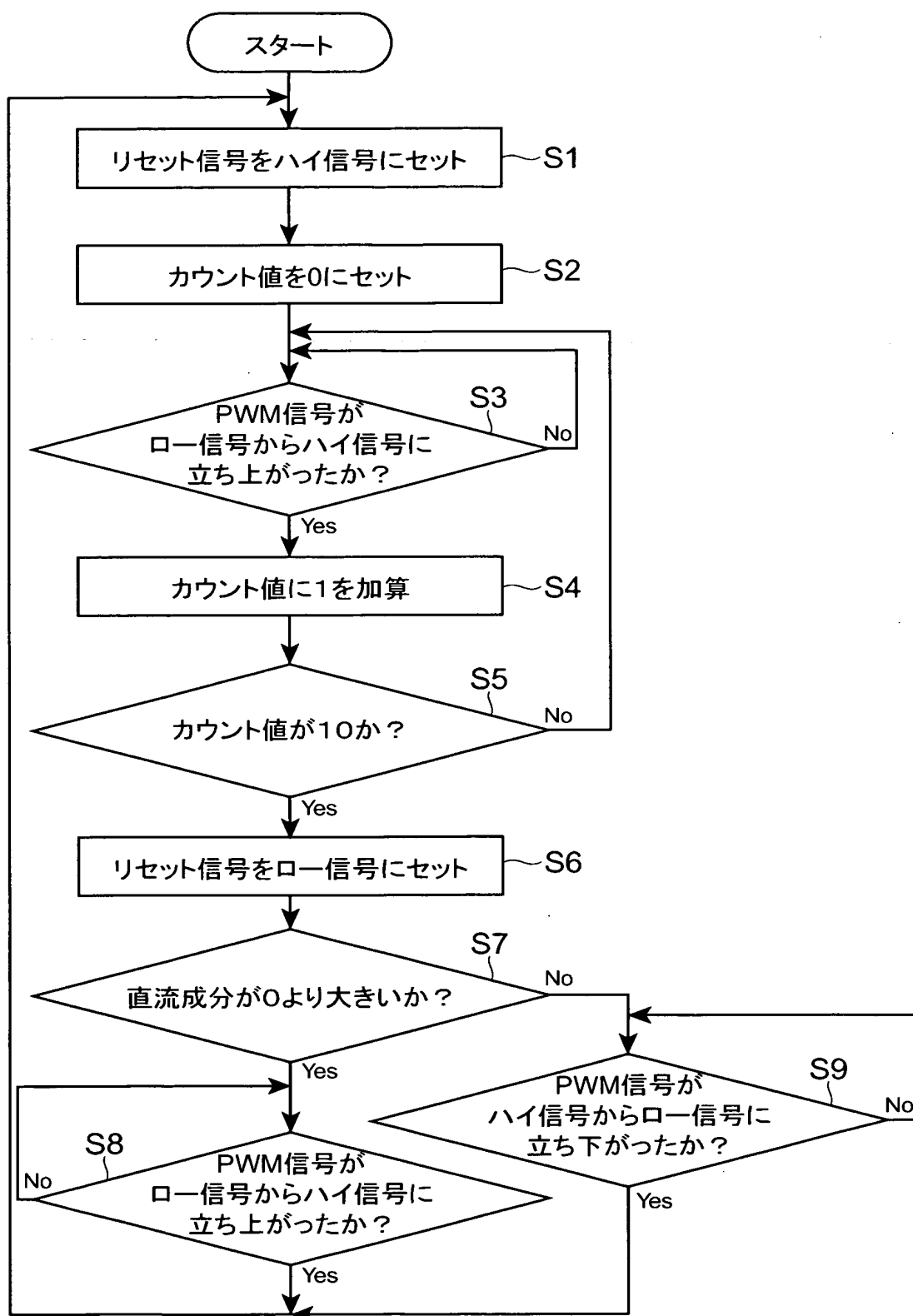
【図 8】



【図 9】



【図10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 インダクタンス電流を検出する手段が無くても電流モード制御が可能なスイッチング電源装置用制御装置及びスイッチング電源装置を提供することを課題とする。

【解決手段】 スwitchング電源装置を制御するための駆動信号（PWM信号）PSを生成する制御装置7であって、出力電圧 V_0 と目標電圧 V_{REF} とに基づいて制御信号CSを設定する制御信号設定手段10、11と、駆動信号PSに基づいてインダクタンス電流を推定し、推定電流信号PCを生成する電流推定手段12と、推定電流信号PCに含まれる直流成分DCを抽出し、推定電流信号PCから直流成分DCを除去する直流成分除去手段14、15と、抽出する直流成分DCを所定時間毎にリセットする直流成分リセット手段13、14と、制御信号CSと直流成分DCを除去した後の推定電流信号PC'とを比較する比較手段16とを含むことを特徴とする。

【選択図】 図2

特願 2 0 0 3 - 0 7 4 2 7 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 3 0 6 7]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都中央区日本橋 1 丁目 1 3 番 1 号

氏 名

ティーディーケイ株式会社

2. 変更年月日

2 0 0 3 年 6 月 2 7 日

[変更理由]

名称変更

住 所

東京都中央区日本橋 1 丁目 1 3 番 1 号

氏 名

T D K 株式会社